

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

jc564 U.S. PTO
10/027657
12/19/01



Applicant: Meyer et al. Docket No.: HSS-0001
Serial No.: Group Art Unit:
Filed: Examiner:
Title: Method for Interference Suppression
for TDMA- and/or FDMA Transmission

Commissioner For Patents
Washington, D.C. 20231

CLAIM FOR PRIORITY

Sir:

The benefit of the filing dates of the following prior foreign applications is hereby requested for the above-identified application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:

European Patent Application No. 00 128 664.0, filed December 28, 2000;
and

European Patent Application No. 01 123 779.9, filed October 4, 2001.

In support of this claim, a certified copy of each original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of this document.

Respectfully submitted,

John A. Merecki
Reg. No. 35,812

Date: 12/19/01

Hoffman, Warnick & D'Alessandro LLC
Three E-Comm Square
Albany, New York 12207
jmerecki@hwdpatents.com
(518) 449-0044

THIS PAGE BLANK (USPTO)



Europäisches
Patentamt

European
Patent Office

Office européen
des brevets

JC564 U.S. PTO
10/027657

12/19/01

Bescheinigung

Certificate

Attestation

Die angehefteten Unterlagen stimmen mit der ursprünglich eingereichten Fassung der auf dem nächsten Blatt bezeichneten europäischen Patentanmeldung überein.

The attached documents are exact copies of the European patent application described on the following page, as originally filed.

Les documents fixés à cette attestation sont conformes à la version initialement déposée de la demande de brevet européen spécifiée à la page suivante.

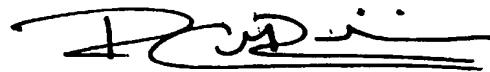
Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°

01123779.9

Der Präsident des Europäischen Patentamts;
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets
p.o.



R C van Dijk

DEN HAAG, DEN
THE HAGUE, 29/11/01
LA HAYE, LE

THIS PAGE BLANK (USPTO)



Europäisches
Patentamt

European
Patent Office

Office européen
des brevets

**Blatt 2 der Bescheinigung
Sheet 2 of the certificate
Page 2 de l'attestation**

Anmeldung Nr.:
Application no.:
Demande n°:

01123779.9

Anmeldetag:
Date of filing:
Date de dépôt:

04/10/01

Anmelder:
Applicant(s):
Demandeur(s):
Com-Research GmbH Solutions for Communication Systems
90756 Fürth
GERMANY

Bezeichnung der Erfindung:
Title of the invention:
Titre de l'invention:

Verfahren zur Interferenzunterdrückung für TDMA- und/oder FDMA-Übertragung

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed / Priorité(s) revendiquée(s)

Staat: EP Tag: 28/12/00
State: Date:
Pays: Date:

Aktenzeichen:
File no.
Numéro de dépôt:

EPA 00128664

Internationale Patentklassifikation:
International Patent classification:
Classification internationale des brevets:

/

Am Anmeldestag benannte Vertragstaaten:
Contracting states designated at date of filing: AT/BE/CH/CY/DE/DK/ES/FI/FR/GB/GR/IE/IT/LI/LU/MC/NL/PT/SE/TR
Etats contractants désignés lors du dépôt:

Bemerkungen:
Remarks:
Remarques:

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Verfahren zur Interferenzunterdrückung für TDMA- und/oder FDMA-Übertragung

- 5 Die Erfindung betrifft Verfahren zur digitalen Übertragung von Daten wie sie zum Beispiel bei digitalen Mobilfunksystemen oder Kabelübertragungssystemen eingesetzt werden. Sie betrifft insbesondere ein Verfahren zur Interferenzunterdrückung für TDMA- und/oder FDMA-Übertragung, die zumindest näherungsweise durch Pulsamplitudenmodulation beschreibbar ist, mit einer beliebigen Anzahl an Empfangsantennen, bei der zumindest ein komplexwertiges Empfangssignal einer Empfangsantenne mit einem Filter mit komplexwertigen Koeffizienten zur Erzeugung zumindest eines Ausgangssignals gefiltert wird. TDMA und FDMA bezeichnen hierbei die Zugriffskonzepte Time-Division Multiple Access sowie Frequency-Division Multiple Access. Darüber hinaus betrifft die Erfindung ein System zur Interferenzunterdrückung für TDMA und/oder FDMA-Übertragung, die zumindest näherungsweise durch Pulsamplitudenmodulation beschreibbar ist, umfassend eine beliebige Anzahl an Empfangsantennen sowie mindestens eine Filtervorrichtung mit komplexwertigen Koeffizienten zur Filterung mindestens eines komplexwertigen Empfangssignals einer Empfangsantenne zur Erzeugung zumindest eines Ausgangssignals.
- 10
- 15
- 20 Bei der digitalen Übertragung über disperse Kanäle, z. B. über einen Mobilfunkkanal oder über Zweidrahtleitungen, wird das Sendesignal verzerrt und durch Rauschen gestört. Im Empfänger sind somit spezielle Maßnahmen zur Wiedergewinnung der gesendeten Daten aus dem Empfangssignal notwendig, d.h. ein Entzerrverfahren muß eingesetzt werden. Das optimale Verfahren zur Entzerrung disperter Kanäle ist die Maximum-Likelihood-Sequenzschätzung (Maximum-Likelihood Sequence Estimation, MLSE), beschrieben in G.D. Forney, Jr., „Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference“, IEEE Transactions on Information Theory, IT-18, 363-378, May 1972, die mittels des Viterbi-Algorithmus durchgeführt werden kann. Allerdings kann der Viterbi-Algorithmus bei langen Kanalimpulsantworten und/oder nichtbinären Signalalphabeten wegen des dann sehr hohen Aufwandes in der Praxis nicht mehr realisiert werden. Somit müssen in diesen Fällen suboptimale Verfahren wie zustandsreduzierte Sequenzschätzung, z.B. in den Varianten Reduced-State Sequence Estimation (RSSE), beschrieben in M.V. Eyuboglu, S.U. Qureshi „Reduced-State Sequence Estimation with Set Partitioning and Decision Feedback“, IEEE Trans. on Commun.,
- 25
- 30
- 35

COM-36, 13-20, January 1988, oder Decision-Feedback Sequence Estimation (DFSE), beschrieben in A. Duel-Hallen, C. Heegard „Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation“, IEEE Trans. on Commun., COM-37, 428-436, May 1989, verwendet werden.

5

Die genannten Verfahren sind alle für den Fall optimiert, daß das Empfangssignal durch additives weißes Gaußsches Rauschen (additive white Gaussian noise, AWGN) gestört wird. Treten zusätzliche Störungen durch Interferenzen anderer übertragener Signale auf, so muß mit einer starken Degradation des Entzerrverfahrens aufgrund einer Metrikfehlانpassung und zu starker Varianz der Störung gerechnet werden. Interferenzstörungen spielen in Mobilfunksystemen und Kabelübertragungssystemen eine zunehmend bedeutende Rolle. Eine Degradation der Leistungseffizienz resultiert sowohl bei Nachbarkanalinterferenz (Adjacent Channel Interference, ACI) als auch bei Gleichkanalinterferenz (Cochannel Interference, CCI, d.h. Nutz- und Störsignal belegen das gleiche Frequenzband), sofern keine zusätzlichen Maßnahmen getroffen werden. Vor der Entzerrung sollte die Interferenz durch eine Vorverarbeitung stark reduziert werden, so daß die verbleibende Reststörung möglichst gering und weiß ist. Da die spektrale Charakteristik der Interferenz bei einer blockweisen Übertragung meist von Block zu Block variiert, ist die Vorverarbeitung in jedem Block neu einzustellen. Eine geeignete Vorverarbeitungsstrategie wurde in S. Ariyavitsakul, J.H. Winters, N.R. Sollenberger „Joint Equalization and Interference Suppression for High Data Rate Wireless Systems“, in Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC'99 Spring), S. 700-706, Houston, Texas, 1999 angegeben. Mit dieser Strategie kann allerdings nur bei Diversity-Empfang eine gute Leistungsfähigkeit erreicht werden, d.h. es müssen mindestens zwei Empfangsantennen vorliegen. Die darin beschriebene Lehre wurde zur Formulierung des Oberbegriffs der unabhängigen Ansprüche verwendet.

Eine Übertragung mit Pulsamplitudenmodulation (PAM) über einen verzerrenden Kanal, der Intersymbolinterferenzen (ISI) erzeugt, kann bekanntlich zeitdiskret gemäß Figur 1 modelliert werden. Es wird der allgemeine Fall von N -facher Antennendifferenzität ($N \geq 1$) im Empfänger angenommen; als Spezialfall ($N=1$) ergibt sich der

Mono-Empfang. Die im Symboltakt $1/T$ abgetasteten Empfangssignale ergeben sich als durch Störung beeinträchtigte Faltung der PAM-Sendesequenz $a[k]$ mit der Impulsantwort $h_i[k]$ des zur i -ten Antenne gehörigen Kanals, deren Länge mit L_i bezeichnet wird:

5

$$r_i[k] = \sum_{\kappa=0}^{L_i-1} h_i[\kappa] a[k-\kappa] + n_i[k], \quad i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (1)$$

Je nach verwendetem Modulationsverfahren sind die Amplitudenkoeffizienten $a[k]$ und die Kanalimpulsantworten $h_i[k]$ entweder rein reell, rein imaginär oder komplex; 10 im Hinblick auf die Erfindung werden nachfolgend ausschließlich Modulationsverfahren betrachtet, deren Amplitudenkoeffizienten im Empfänger als rein reell, rein imaginär oder auf einer beliebigen Geraden in der komplexen Ebene liegend, modelliert werden können. Durch PAM-Signale können z.B. auch binäre CPM- (Continuous Phase Modulation) Verfahren näherungsweise beschrieben werden, wie in P.A. Laurent „Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP)“, IEEE Trans. on Commun., COM 34, 150-160, 1986 beschrieben, die aufgrund ihrer Bandbreiteneffizienz und ihres geringen 15 Spitzenwertfaktors oft in der Mobilkommunikation eingesetzt werden. Die zeitdiskrete Störung $n_i[k]$ besteht aus zwei Komponenten,

20

$$n_i[k] = n_i^{AWGN}[k] + n_i^{INT}[k], \quad (2)$$

wobei $n_i^{AWGN}[k]$ den AWGN-Anteil symbolisiert, der mittelwertfrei, gaußverteilt und weiß ist (letzteres ist bei Verwendung eines Whitened-Matched-Filters, wie beschrieben in G.D. Forney, Jr. „Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference“, IEEE Transactions on Information Theory, IT-18, 363-378, May 1972, oder eines allgemeinen Wurzel-Nyquist-Filters als zeitkontinuierliches Empfängereingangsfilter vor der Abtastung gegeben). 25 Die Störung durch $n_i^{AWGN}[k]$ ist hauptsächlich auf thermisches Rauschen in der Emp-

fängereingangsstufe zurückzuführen. $n_i^{INT}[k]$ stellt die Störung durch Interferenz dar,

$$n_i^{INT}[k] = \sum_{\mu=1}^I \sum_{\kappa=0}^{L_{i,\mu}^{INT}-1} h_{i,\mu}^{INT}[\kappa] a_{\mu}^{INT}[k-\kappa], \quad i \in \{1, 2, \dots, N\}. \quad (3)$$

5 Dabei bezeichnet $h_{i,\mu}^{INT}[\kappa]$ die Impulsantwort der Übertragung vom μ -ten Interferenz-Störer zur Empfangsantenne i und $L_{i,\mu}^{INT}$ die entsprechende Impulsantwortlänge. Es wird der allgemeine Fall von I Interferenz-Störern betrachtet, deren Datensymbole mit $a_{\mu}^{INT}[\kappa]$ bezeichnet werden; auch hier werden im Hinblick auf die Erfindung ausschließlich Modulationsverfahren mit rein reellen, rein imaginären oder Amplitudenkoeffizienten die auf einer beliebigen Geraden in der komplexen Ebene liegen, unterstellt. Da die Fälle rein imaginärer bzw. auf einer beliebigen Geraden liegenden Amplitudenkoeffizienten durch eine einfache konstante Phasendrehung auf den Fall reeller Amplitudenkoeffizienten zurückgeführt werden können, wird im weiteren nur dieser Fall betrachtet.

10 15 Für eine Fractionally-Spaced-Abtastung mit Abtasttakt K/T (K : Überabtastfaktor, z.B. $K=2$) der zeitkontinuierlichen Empfangssignale der verschiedenen Antennen resultiert prinzipiell dasselbe Modell. In diesem Fall können die zeitdiskreten Empfangssignale der verschiedenen Antennen durch jeweils K im Symboltakt $1/T$ vorliegende PolYPHASENkomponenten repräsentiert werden. Insgesamt erhöht sich die Anzahl der zeitdiskreten Empfangssignale im Symboltakt also auf $N \cdot K$. Somit sind die weiteren Betrachtungen prinzipiell auch auf Fractionally-Spaced-Abtastung anwendbar. Zur Rekonstruktion der gesendeten Symbole sind zwei prinzipiell verschiedene Ansätze möglich, vgl. z.B C. Tidestav, M. Sternad, A. Ahlen „Reuse Within a Cell – Interference Rejection or Multiuser Detection“, IEEE Trans. on Commun., COM-47, 1511-1522, October 1999. So können zum einen Prinzipien der Multiuser-Detektion angewendet werden, d.h. die Symbolfolgen $a[\cdot]$ und $a_{\mu}^{INT}[\cdot]$, $\mu \in \{1, 2, \dots, I\}$ werden gemeinsam geschätzt (Joint Maximum-Likelihood Sequence Estimation). In den Ausdrücken für die Symbolfolgen symbolisiert der Punkt $[\cdot]$ die komplette Symbolfolge $a[k]$, mit $-\infty < k <$

+∞. Mit diesem Ansatz kann eine optimale Schätzgüte erreicht werden. Allerdings ist der benötigte Rechenaufwand bei einer gemeinsamen (bzw. iterativen) Schätzung sehr hoch. Zudem werden hierfür die Impulsantworten $h_{i,\mu}^{INT}[k]$ benötigt, deren Schätzung sich als sehr schwierig gestaltet, da der Empfänger i. allg. keine Kenntnis der Trainingssequenzen der Interferenzsignale besitzt und ihm die zeitliche Position der Trainingssequenzen ebenfalls unbekannt ist, vgl. z.B. B.C. Wah Lo, K. Ben Letaief „Adaptive Equalization and Interference Cancellation for Wireless Communication Systems“, IEEE Trans. on Commun. COM-47, 538-545, April 1999.

Aus diesen Gründen erweist sich der zweite Ansatz als vielversprechender, bei dem zuerst eine Interferenzunterdrückung und anschließend eine Entzerrung durchgeführt wird. Ein auf diesem Ansatz basierendes Verfahren wurde in S. Ariyavitsakul, J.H. Winters, N.R. Sollenberger „Joint Equalization and Interference Suppression for High Data Rate Wireless Systems“, in Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC'99 Spring), S. 700-706, Houston, Texas, 1999, vorgeschlagen. Dabei werden die N verschiedenen zeitdiskreten Empfangssignale $y_i[k]$ separat vorgefiltert und dann die Ausgangssignale der Vorfilter, vgl. Figur 1, kombiniert. Anschließend erfolgt eine Entzerrung, z.B. eine MLSE, RSSE, DFSE oder DFE (Decision-Feedback Equalization). Das resultierende Blockschaltbild des Empfängers ist in Figur 1 dargestellt.

Das Signal nach Feedforward-Filterung und Kombination ist durch

$$s[k] = \sum_{i=1}^N \sum_{\kappa=0}^{L_i^f-1} f_i[\kappa] r_i[k-\kappa] \quad (4)$$

gegeben. Das i -te Filter zur Filterung der Empfangssequenz $r_i[k]$ ist in Figur 2 detailliert dargestellt. Die Optimierung der Filterimpulsantworten $f_i[k]$ mit Längen L_i^f erfolgt z.B. mithilfe eines adaptiven Multiple-Input-Single-Output Minimum Mean-Squared Error Decision-Feedback Equalizers (MISO MMSE-DFE), dessen Struktur in Figur 3 dargestellt ist. Dabei symbolisieren dicke Linien komplexwertige bzw. dünne Linien reellwertige Signale und Systeme. Für den Spezialfall einer einzigen Empfangsantenne ($N=1$) resultiert die Struktur nach Figur 4. Die komplexwertigen Impulsantworten

ten $f_i[k]$ spielen in der DFE die Rolle von Feedforward-Filters und sind gemeinsam mit dem komplexwertigen Feedback-Filter $b[k]$ adaptiv zu optimieren. Nach abgeschlossener Adaption werden die Filterkoeffizienten der Feedforward-Filter für die Struktur nach Figur 1 übernommen. Bei genügend großen Filterlängen ist die Interferenz nach der Kombination der Feedforward-Filter-Ausgangssignale deutlich reduziert; darüberhinaus ist die Gesamtstörung an diesem Punkt näherungsweise weiß und gaußverteilt, so daß der anschließende Einsatz eines trellisbasierten Entzerrverfahrens gerechtfertigt ist.

Zur Vorfilterberechnung kann kein geschlossenes Berechnungsverfahren, wie z.B. in EP 99 301 299.6 für das Vorfilter einer DFSE/RSSE bei Störung ausschließlich durch weißes Rauschen vorgeschlagen, angewendet werden. Hierzu würden neben den Impulsantworten $h_i[k]$ auch die Impulsantworten der Interferenzsignale $h_{i,\mu}^{INT}[k]$ benötigt werden, die jedoch nicht in einfacher Weise geschätzt werden können, da die Trainingssequenzen der Interferenzsignale im Empfänger i. allg. nicht bekannt sind. Somit muß die Filterberechnung über einen rekursiven adaptiven Algorithmus erfolgen. In S. Ariyavitsakul, J.H. Winters, N.R. Sollenberger „Joint Equalization and Interference Suppression for High Data Rate Wireless Systems“, Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC'99 Spring), S. 700-706, Houston, Texas, 1999, wurde der Einsatz des Recursive-Least-Squares (RLS) Algorithmus, vgl. auch S. Haykin „Adaptive Filter Theory“, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, third edition, 1996, zur Filteroptimierung vorgeschlagen. Ein wesentlicher Nachteil der beschriebenen Vorgehensweise ist, daß damit für den Fall von Mono-Empfang ($N=1$) keine gute Leistungsfähigkeit erreicht werden kann. Der wesentliche Grund hierfür liegt darin, daß eine Interferenzstörung in diesem Fall nur unzureichend unterdrückt werden kann. Mit Bezug auf Figur 3 umfassen die Signale $r_1[k]$ und $r_2[k]$ für $N=2$ das jeweilige Empfangssignal sowie Rauschen, wobei im Rauschen die Interferenzsignale mitumfasst sind. Durch geeignete Einstellung der Filterkoeffizienten kann erreicht werden, daß sich die Interferenzsignale gegenseitig eliminieren. Bei $N=1$ und damit dem Vorliegen nur eines Empfangssignals ist dies naturgemäß nicht möglich.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht deshalb darin, das gattungsgemäße Verfahren und das gattungsgemäße System derart weiterzubilden, daß eine verbesserte Interferenzunterdrückung ermöglicht wird. Gemäß einem weiteren Aspekt der Erfindung soll eine gute Interferenzunterdrückung auch bei Mono-Empfang ermöglicht werden. Weiterhin ist erwünscht, die Leistungsfähigkeit bei Diversity-Empfang gegenüber den bisher vorgeschlagenen Interferenzunterdrückungsverfahren weiter zu verbessern.

Diese Aufgaben werden erfindungsgemäß gelöst durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Anspruch 1 sowie durch ein System mit den Merkmalen von Anspruch 10.

Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, daß als Folge der Projektionen die Interferenzstörung und das Nutzsignal separiert werden können. Da nämlich nur die Projektionen der Empfangssignale verarbeitet werden, können Filterkoeffizienten zur Minimierung des Fehlers in der Summe der projizierten Signale, der ausschließlich von Interesse ist, gefunden und verwendet werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren und das erfindungsgemäße System erlauben eine (adaptive) Interferenzunterdrückung für eine Entzerrung mit bzw. ohne Antennendifferenzität bei Übertragung mit Pulsamplitudenmodulation mit rein reellwertigen, rein imaginären oder auf einer beliebigen Geraden in der komplexen Ebene liegenden Datensequenzen und hinreichend unterschiedlichen Impulsantworten. Insbesondere im Fall von Mono-Empfang kann eine deutlich bessere Interferenzunterdrückung als bei Verfahren nach dem Stand der Technik erreicht werden; mit dem erfindungsgemäßen Verfahren können i. allg. $2N-1$ Interferenzsignale unterdrückt werden, im Vergleich zu nur $N-1$ Interferenzsignalen beim herkömmlichen Verfahren. Die Fehlerrate der nachfolgenden Entzerrung kann durch das erfindungsgemäße Verfahren deutlich reduziert werden.

Das Verfahren verursacht in einer praktischen Implementierung meist keinen Mehraufwand oder sogar einen geringeren Aufwand im Vergleich zu Verfahren nach dem Stand der Technik. Vergleicht man beispielsweise die aus dem Stand der Technik

bekannte Figur 3 bzw. 4 mit der neuen Struktur nach Figur 6 bzw. 7, so zeigt sich, daß lediglich Projektionen $P_1\{\cdot\}$ bis $P_n\{\cdot\}$ zusätzlich durchzuführen sind, wohingegen vereinfachend das Rückkopplungsfilter rein reell wird.

- 5 Bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform der Erfindung liegen mindestens zwei Empfangssignale $r_i[k]$ vor, wobei die zugehörigen mindestens zwei Ausgangssignale $y_i[k]$ in Schritt b) auf identische Richtungsvektoren projiziert werden. Diese Maßnahme resultiert in vorteilhafter Weise darin, daß Projektions- und Summationsschritt vertauscht werden können, wobei die Projektionen nach der Summation als eine einzige Projektion realisiert werden können.

10 Bei einer weiteren bevorzugten Ausführungsform werden für die Filterung der Empfangssignale in Schritt a) Feedforward-Filter einer DFE mit reellwertigem Feedback-Filter verwendet, die systematisch optimiert werden, insbesondere nach den Kriterien ZF, MMSE oder Impulsverkürzung. Dadurch wird es möglich eine Optimierung der Filterkoeffizienten in einfacher Weise vorzunehmen.

15 Zur Optimierung der Filterkoeffizienten werden bevorzugt die Signale nach den Projektionen herangezogen. Dadurch wird eine verbesserte Interferenzunterdrückung ermöglicht, da die Interferenz in die Summe der orthogonalen Komplemente der Projektionen verlagert wird.

20 Zur Einstellung der Filterkoeffizienten des mindestens einen komplexwertigen Filters kann ein beliebiger adaptiver Algorithmus verwendet werden. Hierdurch wird sicher gestellt, daß eine Anpassung an die jeweilige Interferenzsituation automatisch erfolgt.

25 Der adaptive Algorithmus zur Einstellung der Filterkoeffizienten kann eine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz verwenden. Falls jedoch keine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz übertragen wird oder diese zu kurz ist, kann vorgesehen werden, einen blinden adaptiven Algorithmus zur Einstellung der Filterkoeffizienten zu verwenden.

30 Durch Berechnung des orthogonalen Komplements der Projektion für mindestens ein gefiltertes Ausgangssignal $y_i[k]$ läßt sich in einfacher Weise ein Gütekriterium für die Übertragungsqualität ermitteln.

Bei sendeseitiger Antennendiversität kann in einem ersten Schritt zumindest ein Teil der Sendesignale als Interferenzstörung interpretiert und mit dem erfindungsgemäßen Verfahren unterdrückt werden. Anschließend können in einem zweiten Schritt die im ersten Schritt detektierten Datensymbole zur Nachbildung der entsprechenden Empfangssignalanteile benutzt werden; durch Differenzbildung lassen sich die entsprechenden Signalanteile aus dem Empfangssignal entfernen womit eine Detektion der verbliebenen, im ersten Schritt als Interferenzstörung interpretierte Datensymbole ermöglicht wird. Alternativ dazu kann im zweiten Schritt eine Wiederholung des ersten Schrittes stattfinden, wobei nunmehr die im ersten Schritt detektierten Datensymbole als Interferenzstörung angenommen werden und die im ersten Schritt als Interferenzstörung angenommenen Datensymbole als Nutzsymbole interpretiert werden. Somit eignet sich das Verfahren auch zur Erzielung einer hohen Leistungsfähigkeit bei sendeseitiger Antennendiversität.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung sind in den Unteransprüchen definiert.

Im folgenden werden Ausführungsbeispiele der Erfindung unter Hinweis auf die beigefügten Zeichnungen näher beschrieben. Es zeigen:

Figur 1: in zeitdiskreter Darstellung ein Blockschaltbild einer digitalen Übertragung mit N-facher Antennendiversität im Empfänger (Stand der Technik);

Figur 2: eine detaillierte Darstellung des i-ten Feedforward-Filters zur Filterung des i-ten Empfangssignals (Stand der Technik);

Figur 3: in Blockschaltbilddarstellung einen konventionellen DFE-Empfänger für den Fall von N Empfangsantennen (Stand der Technik);

Figur 4: in Blockschaltbilddarstellung einen konventionellen DFE-Empfänger für den Fall von einer Empfangsantenne (Stand der Technik);

Figur 5: in schematischer Darstellung die Projektion $P_i\{y_i[k]\}$ des Signals $y_i[k]$ auf einen komplexen Vektor p_i mit Länge Eins;

Figur 6: einen DFE-Empfänger für den Fall von N Empfangsantennen mit Durchführung von Projektionen nach den Feedforward-Filterungen gemäß der Erfindung;

5

Figur 7: einen DFE-Empfänger für den Fall einer Empfangsantenne (Mono-Betrieb) mit Durchführung einer Projektion nach der Feedforward-Filterung gemäß der Erfindung. und

10 Figur 8: einen DFE-Empfänger, bei dem zusätzlich die Summe der orthogonalen Komplemente der Projektionen der Feedforward-Filter-Ausgangssignale verarbeitet wird.

Bei der Erfindung wird eine Verbesserung der Interferenzunterdrückung dadurch erzielt, daß eine Modifikation der DFE-Struktur nach Figur 3 bzw. Figur 4 vorgenommen wird. Nach den komplexwertigen Feedforward-Filteroperationen werden nun Projektionen $P_i[\cdot]$ auf komplexe Vektoren p_i mit Länge Eins vorgenommen, vgl. Figur 5, die rein reellwertige Ergebnisse $P_i[y_i[\cdot]]$ liefern. Dies führt auf eine Struktur gemäß Figur 6. Aufgrund der Reellwertigkeit des Signals $y[k]$ genügt nun eine Feedback-Filterung mit einem rein reellwertigen Filter $b[k]$; das Fehlersignal $e[k] = v[k] - a[k-k_0]$ ist ebenfalls rein reellwertig. Für die Minimierung der Leistung von $e[k]$ werden die orthogonalen Komplemente der Feedforward-Filter-Ausgangssignale bzgl. der Projektionsoperatoren $P_i[\cdot]$ also nicht weiter betrachtet, was zulässig ist, da für die Entscheidungsbildung bei reellwertigen Amplitudenkoeffizienten ohnehin nur eine Dimension von Interesse ist. Die Filterkoeffizienten können nun gezielt zur Minimierung des Fehlers in der Summe der projizierten Signale, der ausschließlich von Interesse ist, eingestellt werden, bei Vernachlässigung der orthogonalen Komplemente. Als Konsequenz kann die Interferenzstörung durch geeignete Koeffizientenwahl größtenteils in die Summe der orthogonalen Komplemente der Projektionen der Feedforward-Filter-Ausgangssignale verlagert werden, die zur Entscheidungsbildung irrelevant ist. Somit kann die Summe der orthogonalen Komplemente optional zur Schätzung der Interferenzleistung herangezogen werden. Ein für eine Realisierung inter-

essanter Spezialfall resultiert, wenn alle N Projektionsvektoren der Ausgangssignale $y_i[k]$ identisch sind und damit die Projektionen als eine einzige Projektion nach der Summation realisiert werden können.

- 5 Es erweist sich, daß bei günstiger Einstellung der Vorfilterkoeffizienten $f_i[k]$, $1 \leq i \leq N$, eine sehr gute Interferenzunterdrückung erreicht werden kann, sofern die Kanalimpulsantworten $h_i[k]$ bzw. $h_{i,\mu}^{INT}[k]$ hinreichend unterschiedlich und die Datensymbolfolgen $a_i[k]$ bzw. $a_\mu^{INT}[k]$ reellwertig sind. Nach der Vorfilterung mit den Feedforward-Filtern der modifizierten DFE zur Interferenzunterdrückung gemäß Figur 6 und den anschließenden Projektionen der Filterausgangssignale kann eine Entzerrung, z.B. mit einem Sequenzschätzverfahren wie MLSE, DFSE oder RSSE erfolgen. Als Nutzsignal $\tilde{y}[k]$ des Entzerrverfahrens ergibt sich

$$\tilde{y}[k] = a[k - k_0] + \sum_{\kappa=1}^{L^b} b[\kappa] a[k - k_0 - \kappa]. \quad (5)$$

- 15 Die benötigte Komplexität des Entzerrverfahrens kann optional über die Wahl der Feedback-Filter-Länge L^b , das heißt die Anzahl der Koeffizienten $b[k]$ gesteuert werden (Impulsverkürzung mit DFE). Die Optimierung der DFE-Filter kann nach verschiedenen Kriterien erfolgen, z.B. Zero-Forcing-Kriterium, Maximum SNR oder minimaler quadratischer Fehler (Minimum Mean-Squared Error, MMSE). Als Spezialfall wird die adaptive Einstellung der DFE nach dem MMSE-Kriterium mithilfe des Least-Mean-Square (LMS) Algorithmus betrachtet. Dabei ist für die Adaption zu beachten, daß zur Fehlerberechnung im Algorithmus und für die Feedback-Filterung eine Kenntnis der Datensymbole erforderlich ist. Somit wird die bei vielen Übertragungssystemen zur Kanalschätzung übertragene Trainingssequenz auch zur DFE-Adaption verwendet, d.h. zur Fehlerberechnung und Feedback-Filterung werden Trainingssymbole verwendet. Die Adaption kann während der Übertragung der Datensymbole entscheidungsgestützt weitergeführt werden, d.h. anstelle von Trainingssymbolen werden dann vom Entzerrer gelieferte geschätzte Datensymbole

verwendet, die nach der Trainingsphase mit hinreichend hoher Wahrscheinlichkeit mit den tatsächlichen Datensymbolen übereinstimmen. Alternativ kann anstelle des LMS-Algorithmus auch der Recursive-Least-Squares (RLS) Algorithmus oder ein blindes Adoptionsverfahren verwendet werden, das nur die Kenntnis der Statistik der Datensequenzen, nicht aber die der Datensymbole selbst benötigt. In diesem Fall muß allerdings eine langsamere Konvergenz als bei trainierten Adoptionsverfahren in Kauf genommen werden.

Zur Beschreibung des LMS-Algorithmus zur Adaption der neu eingeführten DFE-Struktur werden die (konjugiert komplexen) Filterkoeffizienten der Einfachheit halber in Vektoren zusammengefaßt,

$$\boldsymbol{\xi}_i[k] = [f_i[0,k] \ f_i[1,k] \ \dots \ f_i[L'_i - 1, k]]^H, \quad i \in \{1, 2, \dots, N\}, \quad (6)$$

$$15 \quad \boldsymbol{b}[k] = [b[1,k] \ b[2,k] \ \dots \ b[L^b, k]]^T, \quad (7)$$

((\cdot)^H bedeutet Hermitesche Transposition und (\cdot)^T Transposition). Die Filterkoeffizienten sind nun aufgrund der Adaption zeitveränderlich. Dies zeigt sich daran, daß die Filterkoeffizienten nun zusätzlich auch von der Echtzeit k abhängig sind. Das Signal
20 $y[k]$ nach den Projektionen und der Kombination ist durch

$$s[k] = \sum_{i=1}^N P_i \left\{ \boldsymbol{\xi}_i^H[k] \boldsymbol{x}_i[k] \right\} \quad (8)$$

gegeben mit

$$25 \quad \boldsymbol{x}_i[k] = [r_i[k] \ r_i[k-1] \ \dots \ r_i[k-(L'_i - 1)]]^T, \quad i \in \{1, 2, \dots, N\}. \quad (9)$$

Das Entscheidereingangssignal der DFE ergibt sich schließlich zu

$$\nu[k] = s[k] - \mathbf{b}^T[k] \hat{\mathbf{a}}[k] = \sum_{i=1}^N P_i \{ \mathbf{f}_i^H[k] \mathbf{x}_i[k] \} - \mathbf{b}^T[k] \hat{\mathbf{a}}[k], \quad (10)$$

mit

5

$$\hat{\mathbf{a}}[k] = [\hat{a}[k - k_0 - 1] \ \hat{a}[k - k_0 - 2] \ \dots \ \hat{a}[k - k_0 - L^b]]^T. \quad (11)$$

Die Entscheidungsverzögerung k_0 ist ein Freiheitsgrad, der zur Optimierung der Leistungseffizienz genutzt werden kann. Dabei bezeichnet $\hat{a}[\cdot]$ die durch die DFE entschiedene Datensequenz. Liegt eine bekannte Datensequenz als Trainingssequenz (Trainingsphase) vor, so können die $\hat{a}[\cdot]$ durch die bekannten Datensymbole $a[\cdot]$ ersetzt werden. Entsprechend ist in Figur 6 $\hat{a}[\cdot]$ bei Fehlerberechnung und Rückkopplung durch $a[\cdot]$ zu ersetzen. Das Fehlersignal der DFE ist durch

$$e[k] = \nu[k] - \hat{a}[k - k_0] \quad (12)$$

definiert. Es gilt

$$e[k] = \sum_{i=1}^N P_i \{ \mathbf{f}_i^H[k] \mathbf{x}_i[k] \} - \mathbf{b}^T[k] \hat{\mathbf{a}}[k] - \hat{a}[k - k_0]. \quad (13)$$

20

Für das Weitere werden nun die Filterkoeffizientenvektoren und Filtereingangsvektoren zu je einem Vektor zusammengefaßt,

$$\mathbf{w}[k] = [\mathbf{f}_1^T[k] \ \mathbf{f}_2^T[k] \ \dots \ \mathbf{f}_N^T[k] \ \mathbf{b}^T[k]]^T, \quad (14)$$

$$\mathbf{u}[k] = [\mathbf{x}_1^T[k] \ \mathbf{x}_2^T[k] \ \dots \ \mathbf{x}_N^T[k] \ -\hat{\mathbf{a}}^T[k]]^T. \quad (15)$$

Der LMS-Algorithmus zur adaptiven Einstellung der Filterkoeffizientenvektoren ist wie beschrieben in S. Haykin „Adaptive Filter Theory“, Prentice-Hall, Upper Saddle River,

New Jersey, third Edition, 1996, durch die folgende Gleichung gegeben:

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k] - \mu e[k] \mathbf{u}[k], \quad (16)$$

- 5 wobei μ einen Schrittweitenparameter bezeichnet, der für eine schnelle Konvergenz des Algorithmus bei gleichzeitiger Stabilität geeignet zu wählen ist. Initialisiert wird die Rekursion z.B. gemäß

$$\mathbf{w}[0] = \mathbf{0}. \quad (17)$$

10

Die beschriebene DFE-Struktur zur Interferenzunterdrückung kann auch bei zusätzlicher sendeseitiger M -facher ($M \geq 1$) Antennendiversität angewendet werden, auf der z.B. space-time-codierte Übertragung zur Kapazitätserhöhung beruht, wie in A.F. Naguib, N. Seshadri, und A.R. Calderbank „Increasing Data Rate over Wireless Channels“, IEEE Signal Processing Magazine, 76-92, May 2000, beschrieben. Z.B. kann das vorgeschlagene Verfahren direkt in Verbindung mit dem space-time-codierten Übertragungsverfahren nach J.H. Winters „The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading“, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 119-123, February 1998, eingesetzt werden. Im Sinn der Erfindung sind unter näherungsweisen PAM-Übertragungsverfahren Verfahren zu verstehen, deren Sendesignal mit hinreichender Genauigkeit durch ein PAM-Signal dargestellt werden kann, beispielsweise binäre Continuous Phase Modulation (CPM).

25

Als spezielles Ausführungsbeispiel wird im nachfolgenden der Fall des Mono-Empfangs ($N = 1$) betrachtet. Dieser Fall ist vor allem für Mobilstationen relevant. Hier kann im Gegensatz zu Basisstationen Antennendiversität meist nicht eingesetzt werden, da dies im Widerspruch zu einer kompakten, stromsparenden und kosten-günstigen Geräteausführung steht. Wieder wird vorausgesetzt, daß die Datensequenzen sowohl des Nutzsignals als auch der Interferer rein reell und die entsprechenden Impulsantworten hinreichend unterschiedlich sind. Die entsprechende DFE-Struktur mit einer Projektion $P\{\cdot\}$ ist in Figur 7 dargestellt.

Während die beschriebenen Strukturen bei hinreichend hohen Filterlängen L^f und L^b eine sehr gute Interferenzunterdrückung gewährleisten, können in der Praxis aus Komplexitätsgründen und aufgrund einer zu kurzen Trainingssequenz meist nur relativ kurze Feedforward- und Feedback-Filter eingesetzt werden. In diesem Fall enthält das Signal nach Gl. (8) in der Regel eine nicht zu vernachlässigende Störung durch Restinterferenz, und es resultiert ohne weitere Maßnahmen eine Degradation der Leistungsfähigkeit. Somit empfiehlt sich im Fall des Einsatzes kurzer DFE-Filter eine Verfeinerung des Verfahrens, die beispielhaft in Fig. 8 dargestellt ist. Bei dieser Verbesserung kann nun zusätzlich die Summe der orthogonalen Komplemente der Projektionen der Feedforward-Filter-Ausgangssignale betrachtet werden,

$$t[k] = \sum_{i=1}^N Q_i \{ \mathbf{f}_i^H [k] \mathbf{r}_i [k] \}, \quad (18)$$

wobei $Q_i \{\cdot\}$ Projektionen auf komplexe Vektoren \mathbf{q}_i mit Länge Eins bezeichnen. Dabei ist Vektor \mathbf{q}_i orthogonal zum zur Projektion $P_i \{\cdot\}$ gehörigen Vektor \mathbf{p}_i . Das Signal $t[k]$ enthält i. allg. einen höheren Störanteil als Signal $s[k]$, jedoch auch einen Nutzanteil, d.h.

$$t[k] = \sum_{\kappa=\kappa_1}^{\kappa_2} c[\kappa] a[k - k_0 - \kappa] + n_t[k], \quad (19)$$

wobei sowohl die Impulsantwort $c[\cdot]$, deren Koeffizienten im Bereich $\kappa_1 \leq \kappa \leq \kappa_2$ ungleich Null sind, als auch die aus Rauschen und Interferenz bestehende Störung $n_t[k]$ rein reellwertig sind. Die Koeffizienten $c[\kappa]$ können nach abgeschlossener DFE-Adaption in einfacher Weise mittels eines Kanalschätzverfahrens bestimmt werden. Nach erfolgter Kanalschätzung kann eine Schätzung der Varianz σ_n^2 der Störung $n_t[k]$ vorgenommen werden.

Es ist nun vorteilhaft, das Signal $t[k]$ ebenfalls in der trellisbasierten Entzerrung zu verwenden. Dazu wird das Signal $s[k]$ nach Gl. (8) zuerst in der Form

$$s[k] = a[k - k_0] + \sum_{\kappa=1}^{L^b} b[\kappa]a[k - k_0 - \kappa] + n_s[k] \quad (20)$$

- 5 dargestellt, wobei die Störung $n_s[k]$ die Varianz $\sigma_{n_s}^2$ besitzt und wiederum Rauschen und Interferenz beinhaltet. Zur Verwertung der beiden Signale $s[k]$ und $t[k]$ in einer trellisbasierten Entzerrung ist als Zweigmetrik im Trellisdiagramm beispielsweise

$$\lambda[k] = \frac{1}{\sigma_{n_s}^2} \left| s[k] - \tilde{a}[k - k_0] - \sum_{\kappa=1}^{L^b} b[\kappa] \tilde{a}[k - k_0 - \kappa] \right|^2 \\ 10 + \frac{1}{\sigma_{n_t}^2} \left| t[k] - \tilde{a}[k - k_0] - \sum_{\kappa=k_1}^{k_2} c[\kappa] \tilde{a}[k - k_0 - \kappa] \right|^2 \quad (21)$$

- zu wählen (Maximum Ratio Combining), wobei $\tilde{a}[\cdot]$ beim Entzerrverfahren MLSE von den Zustandsübergängen abhängige Versuchssymbole darstellen; bei zustandsreduzierten Entzerrverfahren stellen $\tilde{a}[k - k_0 - \kappa]$ für $\kappa \leq \kappa_{red}$ ebenfalls Versuchssymbole dar und für $\kappa > \kappa_{red}$ zustandsabhängige Pfadregisterinhalte, wobei κ_{red} vom gewählten Zustandsreduktionsverfahren abhängt. Zu beachten ist, daß für Gl. (21) statistisch unabhängige gaußverteilte weiße Störungen $n_s[\cdot]$ und $n_t[\cdot]$ angenommen wurden. Dies ist in der Praxis höchstens näherungsweise erfüllt; insbesondere $n_t[\cdot]$ 20 besitzt i. allg. eine gewisse Farbigkeit. Somit empfiehlt es sich, das Signal $t[k]$ vor Verwendung in der trellisbasierten Entzerrung mit einem Noise-Whitening-Filter zu filtern, das $n_t[\cdot]$ in eine weiße Störung überführt und ausgehend von der Autokorrelationsfolge von $n_t[\cdot]$, die geeignet zu schätzen ist, bestimmt werden kann. In Gl. (21) ist dann $\sigma_{n_t}^2$ durch die Störvarianz am Ausgang des Noise-Whitening-Filters zu 25 ersetzen, $t[k]$ durch das Signal am Ausgang des Noise-Whitening-Filters, und $c[\cdot]$ durch die Faltung der ursprünglichen Impulsantwort mit der Impulsantwort des Noise-

Whitening-Filters.

Mit der vorgestellten zweikanaligen Struktur kann ein Diversity-Effekt und damit auch
5 eine hohe Leistungsfähigkeit bei Verwendung kurzer DFE-Filter erzielt werden.

THIS PAGE IS UNSEARCHABLE (SPTO)

Ansprüche

1. Verfahren zur Interferenzunterdrückung für TDMA und/oder FDMA-Übertragung, die zumindest näherungsweise durch Pulsamplitudenmodulation beschreibbar ist, mit einer beliebigen Anzahl an Empfangsantennen, folgenden Schritt umfassend:
 - a) Filterung zumindest eines komplexwertigen Empfangssignals $r_i[k]$ einer Empfangsantenne mit einem Filter mit komplexwertigen Koeffizienten $f_i[k]$ zur Erzeugung zumindest eines Ausgangssignals $y_i[k]$;
dadurch gekennzeichnet,
daß es weiterhin folgende Schritte umfasst:
 - b) Bilden zumindest einer Projektion des zumindest einen Ausgangssignals $y_i[k]$ auf einen diesem Ausgangssignal $y_i[k]$ zugeordneten Richtungsvektor p_i ;
 - c) Summieren einer Mehrzahl, insbesondere aller Ausgangssignale $y_i[k]$ zur Bildung eines Summensignals $s[k]$; und
 - d) Zuführen des Summensignals $s[k]$ an eine Einrichtung zur Detektion, insbesondere zur Entzerrung.
2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß mindestens zwei Empfangssignale $r_i[k]$ vorliegen und die zugehörigen mindestens zwei Ausgangssignale $y_i[k]$ in Schritt b) auf identische Richtungsvektoren projiziert werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß für die Filterung der Empfangssignale in Schritt a) Feedforward-Filter einer DFE mit reellwertigem Feedback-Filter verwendet werden, die systematisch optimiert werden, insbesondere gemäß den Kriterien ZF, MMSE oder Impulsverkürzung.
4. Verfahren nach Anspruch 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß zur Optimierung der Filterkoeffizienten die Signale nach den Projektionen herangezogen werden.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß zur Einstellung der Filterkoeffizienten des mindestens einen komplexwertigen Filters ein beliebiger adaptiver Algorithmus verwendet wird.
10. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß der adaptive Algorithmus zur Einstellung der Filterkoeffizienten eine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz verwendet.
15. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 oder 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß ein blinder adaptiver Algorithmus zur Einstellung der Filterkoeffizienten verwendet wird.
20. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7,
dadurch gekennzeichnet,
daß die zugehörigen orthogonalen Komplemente der Projektionen von mindestens einem gefilterten Ausgangssignal $y_i[k]$ berechnet werden.
25. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß bei sendeseitiger Antennendiversität zumindest ein Teil der Sendesignale als Interferenzstörungen interpretiert und nach einem der Verfahren nach den Ansprüchen 1 – 8 behandelt werden.
30. 10. System zur Interferenzunterdrückung für TDMA und/oder FDMA-Übertragung,
die zumindest näherungsweise durch Pulsamplitudenmodulation beschreibbar ist, umfassend:
 - eine beliebige Anzahl an Empfangsantennen;
 - mindestens eine Filtervorrichtung mit komplexwertigen Koeffizienten $f_i[k]$ zur Filterung mindestens eines komplexwertigen Empfangssignals $r_i[k]$ einer Empfangsantenne zur Erzeugung zumindest eines Ausgangssignals $y_i[k]$;
dadurch gekennzeichnet,

daß sie weiterhin umfasst:

- mindestens eine Projektionsvorrichtung zur Bildung einer Projektion des zumindest einen Ausgangssignals $y_i[k]$ auf einen diesem Ausgangssignal $y_i[k]$ zugeordneten Richtungsvektor p_i ;
- eine Summierzvorrichtung zum Summieren einer Mehrzahl, insbesondere aller Ausgangssignale $y_i[k]$ zur Bildung eines Summensignals $s[k]$;
und
- eine Detektionsvorrichtung, der das Summensignal $s[k]$ zuführbar ist.

5

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Zusammenfassung

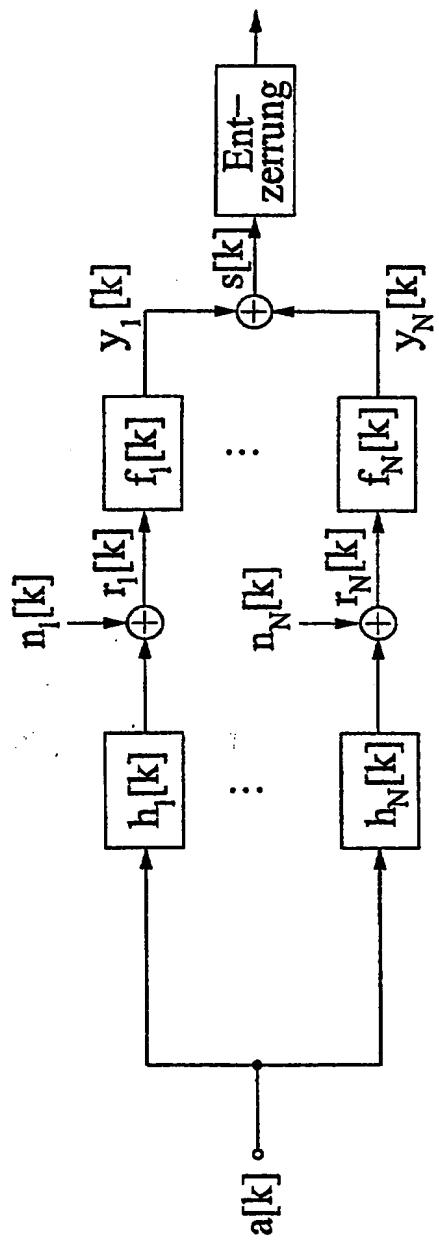
Entzerrverfahren für die digitale Übertragung, wie z.B. trellisbasierte Verfahren, setzen meist eine Störung durch weißes Rauschen voraus. Im Mobilfunk oder auch bei der Kabelübertragung tritt oft eine zusätzliche Störung durch Interferenz auf, die beim Entwurf des Empfängers berücksichtigt werden muß, um eine Degradation zu vermeiden. Eine Möglichkeit besteht darin, eine Interferenzunterdrückung durch Vorfilterung durchzuführen. Nach dieser Vorverarbeitung liegt näherungsweise weißes Rauschen mit geringer Varianz vor, und es kann anschließend eine trellisbasierte Entzerrung durchgeführt werden. Zur Vorfilterung wird vorgeschlagen, eine gegenüber dem Stand der Technik modifizierte Struktur zu verwenden, in der direkt nach den komplexwertigen Vorfilterungen Projektionen auf komplexwertige Vektoren vorgenommen werden. Dabei wird angenommen, daß eine Übertragung mit Pulsamplitudenmodulation mit reellwertigen Datensequenzen bei hinreichend verschiedenen Kanalimpulsantworten erfolgt. Das vorgeschlagene Prinzip ist sowohl bei Antennendifferenzialität als auch bei Mono-Empfang anwendbar; die Abtastung der Empfangssignale kann sowohl im Symboltakt als auch Fractionally-Spaced erfolgen. Es kann nachgewiesen werden, daß diese Struktur eine besonders gute Interferenzunterdrückung zur Folge hat. Für die Vorfilterung in der vorgeschlagenen Struktur eignen sich insbesondere die Feedforward-Filter einer DFE mit reellwertigem Feedback-Filter. Deren Einstellung kann z.B. mithilfe des LMS-Algorithmus durchgeführt werden. Dabei sind die Projektionen nach den Feedforward-Filterungen auch bei der Filteroptimierung zu berücksichtigen. Mit der vorgeschlagenen Struktur kann insgesamt, in Kombination mit der nachfolgenden Entzerrung, eine bessere Leistungsfähigkeit (niedrigere Fehlerrate bzw. Tolerierung eines niedrigeren Verhältnisses Nutzsignalleistung zu Interferenzleistung) erreicht werden als mit der herkömmlichen Vorgehensweise.

(Fig. 6)

THIS PAGE BLANK (SFTO)

EPO - Munich
50
04. Okt. 2001

Fig. 1 (SdT)



2/8

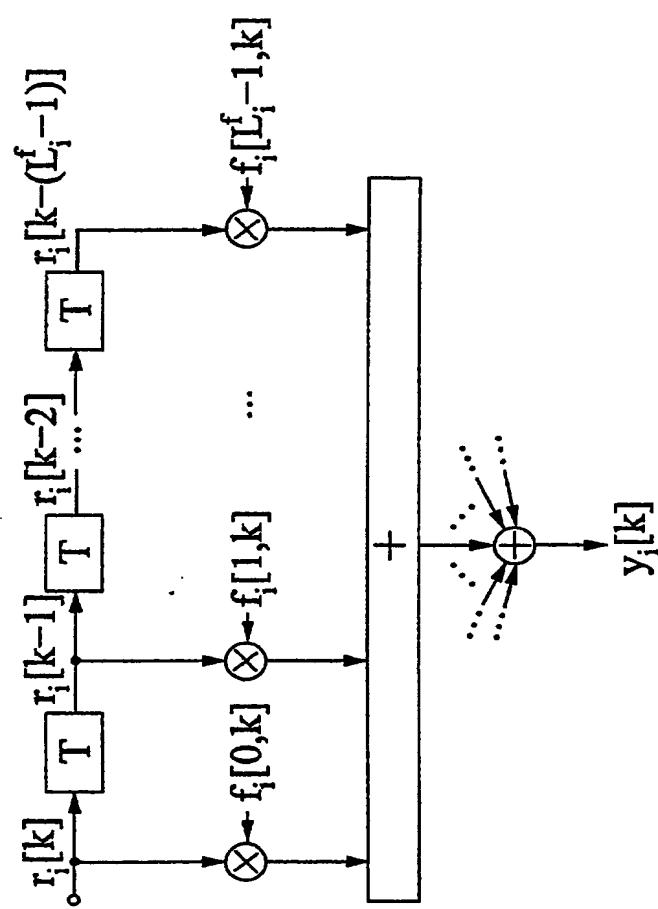


Fig. 2 (SdT)

3/8

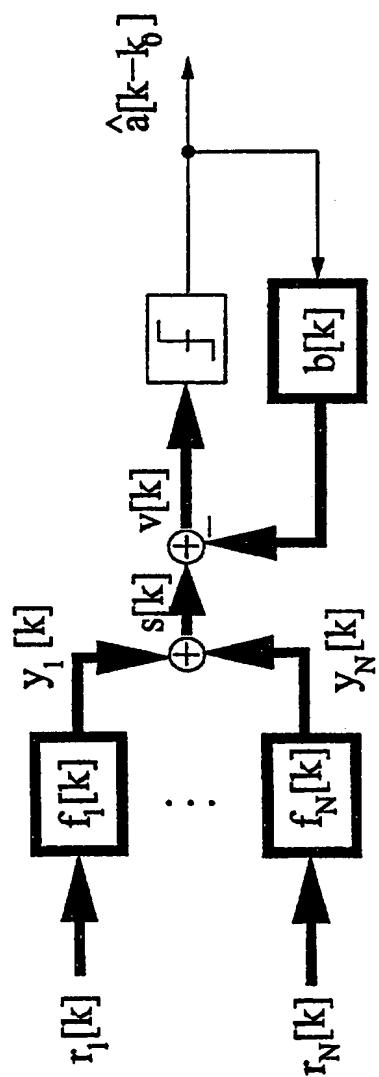


Fig. 3 (SdT)

4/8

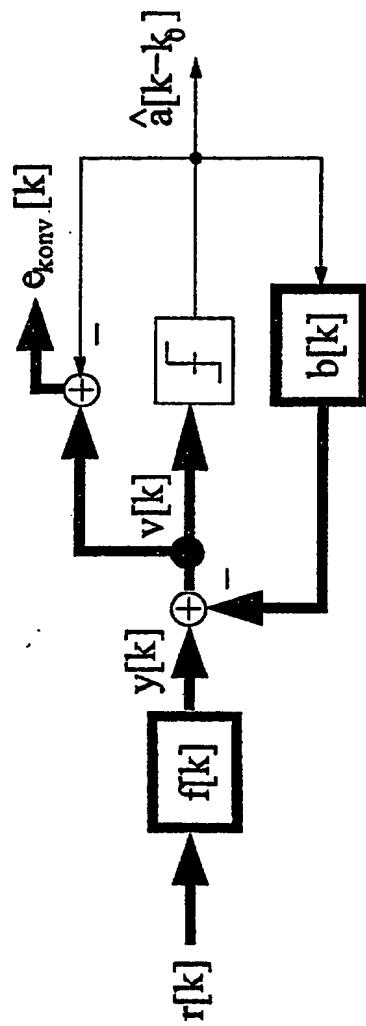


Fig. 4 (SdT)

5/8

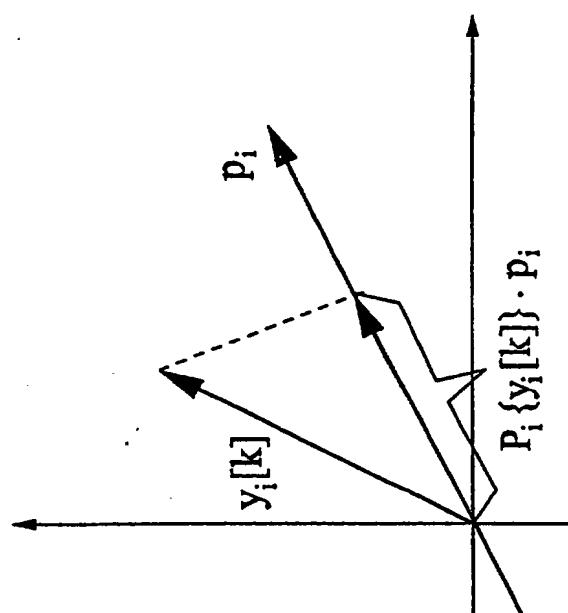


Fig. 5

6/8

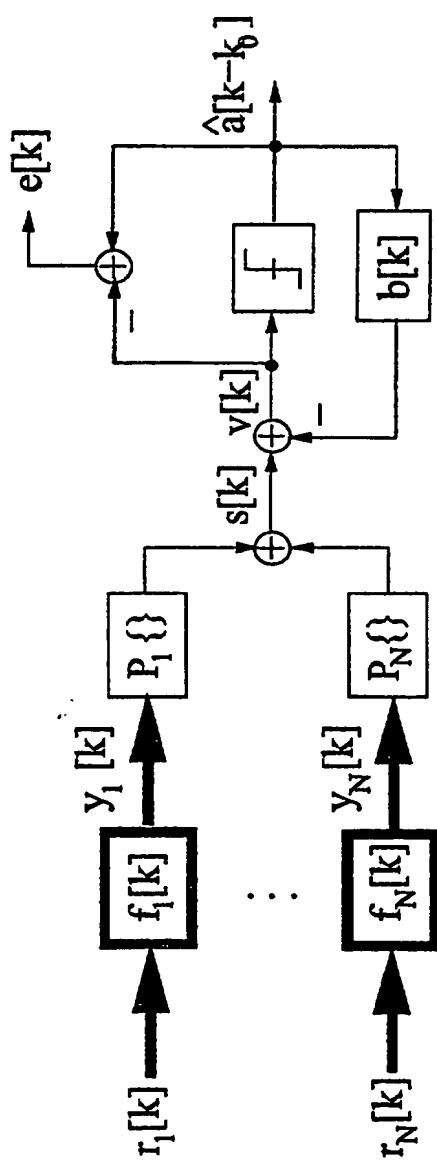


Fig. 6

7/8

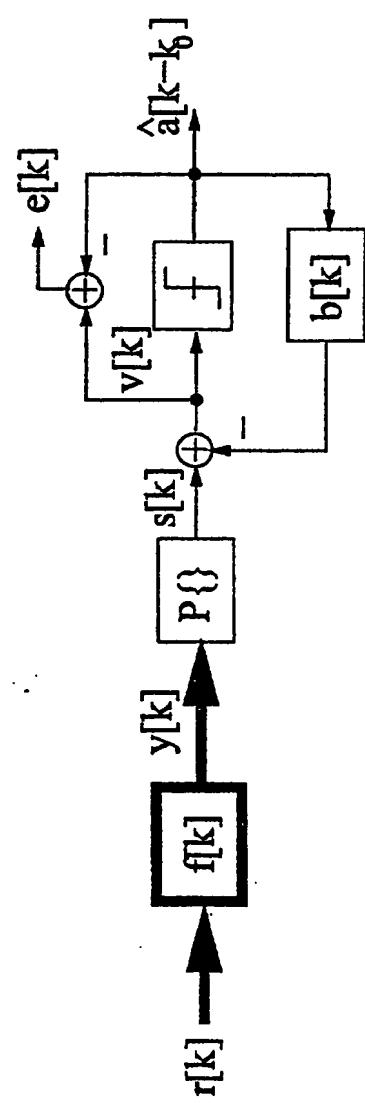


Fig. 7

8/8

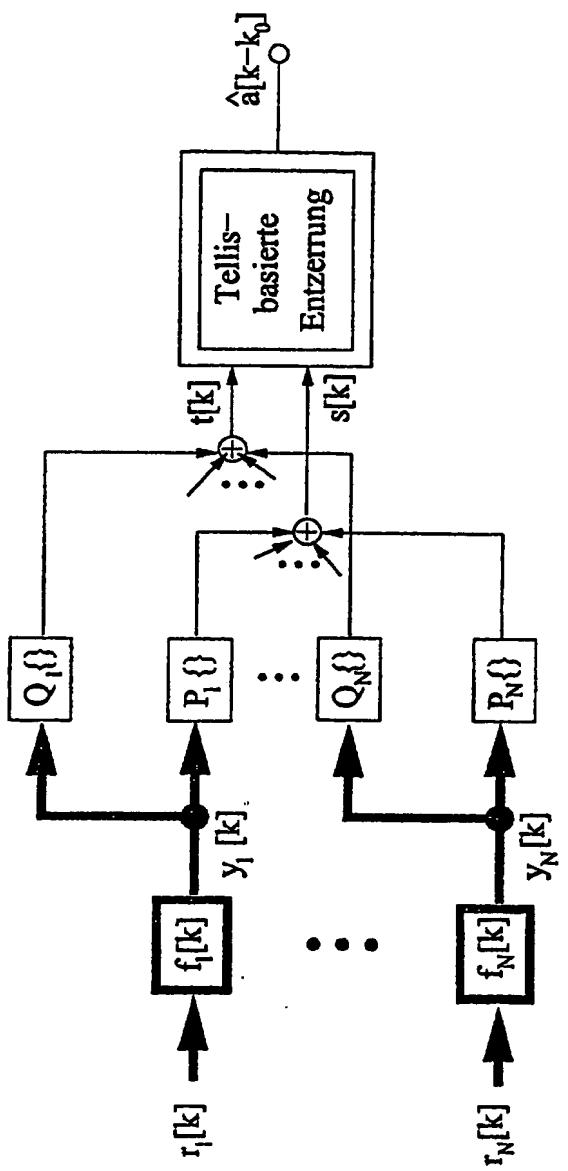


Fig. 8